3 レベルインバータによる単相自励式 STATCOM, BTB の制御方式と特性

正 員 玉井 伸三* 正 員 赤木 泰文**

Control Performance of Single-Phase STATCOM and BTB by Three-Level Inverters

Shinzo Tamai*, Member, Hirofumi Akagi**, Member

The so-called three level inverters have been widely used for industry applications because of high-voltage output ability and low harmonic contents. These applications are mainly suitable for ac motor drives. Nowadays, attention has been paid to larger-capacity inverters applicable to power system control. This paper describes their applications to power systems. First, harmonic analysis of a three-level inverter is achieved under the condition that its two dc capacitor voltages are unbalanced. Second, a control method for balancing the two dc capacitor voltages is described. Finally, applications of single-phase three-level inverters to STATCOM and BTB are introduced. Their control performance is confirmed by computer simulation.

キーワード：3 レベルインバータ，中性点クランプインバータ，NPC インバータ，STATCOM，BTB

Keywords: three-level inverters, neutral-point-clamped inverter, STATCOM, BTB

1. まえがき

3 レベルインバータは，素子の耐圧を上げなくても 2 倍の電圧が出力でき，高調波電流が小さいことから広く産業に適用されている⁽¹⁾⁽²⁾。3 レベルインバータは既に提案されてから 20 年を超え，その間いろいろな研究がされており，PWM 制御方式，中性点電位変動の抑制制御などの研究がされてきた^{(1)~(4)}。しかし，これら検討は 3 相モータドライブを中心に検討されており，近年，大容量化され適用が広まってきた電力系統連系用途に焦点を当てた検討は少ない。

近年，自励式電力変換器の大容量化が進み，10 MVA から 100 MVA を越えるインバータが電力系統へ適用されてきている⁽⁵⁾。これら電力系統へ適用されるインバータは，大容量化と高調波低減のために，変圧器を用いた多重化，あるいはマルチレベルインバータが検討されており，3 レベルインバータも選択肢の一つとして採用されている。

一般に，3 レベルインバータの PWM 制御では，直流コンデンサ電圧がバランスしていることを前提としているが，実用上，コンデンサ電圧は多少変動し，その電圧変動によ

て交流側に非論理高調波が発生する。インバータを系統に連系する場合は，インバータの発生する高調波と系統のインピーダンス特性によって生ずる高調波拡大現象などを引き起こす可能性を十分吟味する必要がある。

本論文では，3 レベルインバータの中性点電位変動時に適用可能な高調波解析手法を示し，単相 3 レベルインバータの出力高調波解析結果を報告する。この解析によって，系統に悪影響を及ぼす可能性のある高調波次数とその大きさを明らかにする。次いで，解析により明らかになった発生高調波をふまえて，中性点電位変動の抑制方式とその特性を報告する。さらに，系統連系の例として交流鉄道の変電所等への適用が考えられる，単相 STATCOM，単相 BTB についての制御特性を明らかにする。

2. 3 レベルインバータ

2・1 回路構成 図 1 に 3 レベルインバータを用いた，単相 STATCOM の回路構成を示す。3 レベルインバータの PWM 制御方式は種々提案されているが，ここでは，ユニポーラ変調といわれる方式を適用するものとする。本方式は，図 2 に示すように，各相の電圧は半周期毎に正，負を繰り返す，外側のスイッチング素子は半周期 PWM 動作するが，後の半周期はスイッチング動作をしない。本方式は変調度が小さい場合に細い時間幅のパルスを要し，スイッチング素子によっては零電圧近傍を精度良く制御できないことがある。そのため，電動機可変速制御などの VVVF 制御用途には，低速時に適用に制約があるが，電力系統連系

* 三菱電機（株）先端技術総合研究所
〒661-8661 尼崎市塚口本町 8-1-1
Advanced Technology R&D Center, Mitsubishi Electric Corporation
8-1-1 Tsukaguchi-Honmachi, Amagasaki 661-8661

** 東京工業大学 大学院理工学研究科 電気電子工学専攻
〒152-8552 東京都目黒区大岡山 2-12-1 S3-17
Electrical Engineering, Tokyo Institute of Technology
S3-17, 2-12-1, O-okayama, Meguro-ku, Tokyo 152-8552

図 1 3 レベルインバータ
Fig. 1. Three-level inverter.

図 2 ユニポーラ変調 PWM
Fig. 2. Unipolar modulation.

用途では問題無く適用可能である。

2・2 直流コンデンサ電圧アンバランス時の解析 スイッチング素子の制御によって、交流側端子 A、交流側端子 B には直流側端子 P、O、N の何れかの電位が現れる。直流コンデンサの電圧をそれぞれ E_P 、 E_N とする。図 3 のスイッチング波形を見ると、電圧指令が正のときは、P 電位と O 電位のみが、電圧指令が負の時は、O 電位と N 電位のみが現れる。直流コンデンサ電圧が E_P 、 E_N と異なると、交流側端子にはその電位差の影響が現れる。これを解析的に解くには、複素二重フーリエ級数として解くことが知られている⁽⁶⁾。これまでの報告では、直流コンデンサ電圧がバランスしている場合の結果は示されている⁽⁷⁾が、直流コンデンサ電圧がアンバランスした場合の解析結果は筆者の知るところ示されておらず、アンバランス時に発生する高調波を示すことは有用な情報である。

端子 O から端子 A を見た電圧 V_A を複素フーリエ級数で表すと次式を得る。

図 3 出力端子電圧の変化
Fig. 3. Change of output voltage.

$$V_A(\omega_0 t, \omega_c t) = \sum_{m=0}^{\pm\infty} \sum_{n=0}^{\pm\infty} K_{mn} \exp\{j(m\omega_0 t + n\omega_c t)\} \quad \dots\dots\dots (1)$$

ただし、 ω_0 ：電圧指令角周波数、 ω_c ：キャリア角周波数
(1) 式の複素フーリエ係数 K_{mn} を各周波数成分に分けて求め、実フーリエ級数展開に直すと、

(1) 直流成分

$$V_{00} = \frac{2a}{\pi}(E_P - E_N) \dots\dots\dots (2)$$

ただし、 a ：電圧指令の振幅

(2) 基本波成分

$$V_{10} = \frac{a}{2}(E_P + E_N) \sin \omega_0 t \dots\dots\dots (3)$$

(3) 基本波の整数倍成分

$$V_{m0} = \frac{a}{\pi} \frac{(-1)^{m+1} - 1}{m^2 - 1} (E_P - E_N) \cos m\omega_0 t \quad \dots\dots\dots (4)$$

∴

$$V_{m0}(m = 1, 3, \dots) = 0$$

$$V_{m0}(m = 2, 4, \dots) = -\frac{a}{\pi} \frac{2}{m^2 - 1} (E_P - E_N) \cos m\omega_0 t$$

(4) キャリア周波数の整数倍 ± 基本波の偶数調波成分

$$V_{mn(m=\pm 2, 4, \dots)} = \frac{2 \cos n\pi}{n\pi^2} H(a, n) \times (E_P - E_N) \cos(m\omega_0 t + n\omega_c t) \quad \dots\dots\dots (5)$$

ただし,

$$H(a, n) = \sum_{l=1}^{\infty} \frac{(-1)^{l-1} (na\pi)^{2l-1}}{(1^2 - m^2)(3^2 - m^2) \cdots \{(2l-1)^2 - m^2\}}$$

(5) キャリア周波数の整数倍 ± 基本波の奇数調波成分

$$V_{mn(m=\pm 1, 3, \dots)} = \frac{2 \cos n\pi}{n\pi} J_m(an\pi) \times (E_P + E_N) \sin(m\omega_0 t + n\omega_c t) \quad \dots \dots \dots (6)$$

ここに,

$J_m(an\pi)$: ベッセル関数

となる。

即ち, (3) 式より, V_A は直流電圧の和が一定であれば, 基本波の大きさは直流コンデンサ電圧バランスに関係無い。しかし, (4) 式に示す関係で, 基本波の偶数倍成分が直流コンデンサ電圧差に比例して発生することがわかる。キャリア成分に関しては, (6) 式に示すキャリア成分 ± 基本波の奇数調波成分が発生する⁽¹⁾。コンデンサ電圧がアンバランス時には, (5) 式に示すキャリア成分 ± 基本波の偶数調波成分も発生することがわかる。

単相フルブリッジ 3 レベルインバータの場合, 図 4 に示すように, キャリア e_{cB} を電圧指令 V_{ref} に対して 180 度位相をずらして制御する。 V_B のフーリエ級数展開は, (2) 式から (6) 式の E_P を $-E_N$ に, $-E_N$ を E_P に変更し, キャリア成分に関する式 (5), (6) 式の $\cos n\pi$ を $\cos 0 = 1$ に置き

かえると求まり, V_A と V_B の差である線間電圧 V_{AB} は,

(1) 直流成分 ($m=0, n=0$)

$$V_{AB(00)} = 0 \quad \dots \dots \dots (7)$$

(2) 基本波成分 ($m=1, n=0$)

$$V_{AB(10)} = a(E_P + E_N) \sin \omega_0 t \quad \dots \dots \dots (8)$$

(3) 基本波の整数倍成分 ($m, n=0$)

$$V_{AB(m0)} = 0 \quad \dots \dots \dots (9)$$

(4) キャリア周波数の整数倍 ± 基本波の偶数調波成分

$$V_{AB(mn, m=\pm 2, 4, \dots)} = (\cos n\pi - 1) \frac{2}{n\pi^2} H(a, n) \times (E_P - E_N) \cos(m\omega_0 t + n\omega_c t) \quad \dots \dots \dots (10)$$

(5) キャリア周波数の整数倍 ± 基本波の奇数調波成分

$$V_{AB(mn, m=\pm 1, 3, \dots)} = (\cos n\pi + 1) \frac{2}{n\pi} J_m(an\pi) \times (E_P + E_N) \sin(m\omega_0 t + n\omega_c t) \quad \dots \dots \dots (11)$$

となる。

(9) 式からわかるように線間電圧 V_{AB} の基本波の偶数倍調波は, A 相 B 相間でキャンセルされるため, コンデンサ電圧バランスがずれていても 0 となる。これは, 本 PWM 制御方式を適用した単相 3 レベルインバータの一つの特長である。三相インバータにおいては, 直流成分はキャンセルされるが, 位相が 120 度ずれるため偶数次成分はキャンセルされず, 交流線間電圧に残る。キャリア成分 ± 基本波の偶数調波成分は (10) 式となり, コンデンサ電圧バランスがずれていると発生する。図 5 (a) はコンデンサ電圧のバランス時とアンバランス時の相電圧シミュレーション波形と FFT 解析の結果を示したものである。コンデンサ電圧がバランス時には偶数調波が発生せず, アンバランス時には偶数調波が発生することがわかる。

図 5 (b) に線間電圧の解析結果を示す。単相 3 レベルインバータの偶数次電圧高調波 V_{AB} の低次成分はコンデンサ電圧バランスに関係無く 0 になり, キャリア成分 ± 基本波の奇数調波成分も 0 になり, 最低高調波次数がキャリア周波数の 2 倍成分 ± 基本波の奇数調波成分 (31, 33, 35, 37, ...) になることがわかる。また, コンデンサ電圧バランスがずれるとキャリア成分 ± 基本波の偶数調波成分が線間電圧に残留することがわかる。表 1 に, (2) 式 ~ (11) 式による計算結果を示す。解析による式の計算結果と電圧波形の FFT 解析結果が一致していることがわかる。

2・3 直流コンデンサ電圧バランス制御 さて, 前節の検討によって, 図 5 に示すように直流コンデンサ電圧アンバランスは単相インバータの交流側に「キャリア成分 ± 基本波の偶数調波成分」を発生させることがわかった。

図 4 直流電圧アンバランス時の単相フルブリッジ 3 レベルインバータの PWM 波形

Fig. 4. PWM waveforms of three-level inverter at dc voltage unbalance condition.

(a) Harmonic components of Va

(b) Harmonic components of Vab

図5 直流電圧バランス，アンバランス時の電圧高調波

Fig. 5. Comparison of voltage harmonic components at the condition that dc voltages are balanced or unbalanced. $\omega_c/\omega_0 = 18, a = 0.8$

表1 電圧高調波解析結果

Table 1. Example of voltage harmonics analysis.

N	0	2	4	18th					
				±0	±1	±2	±3	±4	±5
				36th					
V _A (B)	0%	0%	0%	±0	±1	±2	±3	±4	±5
				0%	39.3	0	17.4	0	1.59
V _A (U)	25.5	8.49	1.70	±0	±1	±2	±3	±4	±5
				11.6	39.3	0.57	17.4	2.34	1.59
V _{AB} (B)	0	0	0	±0	±1	±2	±3	±4	±5
				5.78	13.2	0.29	14.3	1.17	10.5
V _{AB} (U)	0	0	0	±0	±1	±2	±3	±4	±5
				0	13.2	0	14.3	0	10.5

N: Number of harmonics, (B): Voltage Balanced, (U): Voltage Unbalanced ($E_P = 1.2, E_N = 0.8$), unit: %

図6 直流コンデンサ流入電流波形 (STATCOM Mode)

Fig. 6. Currents flowing into dc capacitors. (STATCOM Mode)

この高調波は電圧バランス時には発生しないが比較的低次に発生するため，系統への適用時には十分注意する必要がある。その高調波の大きさは，上下のコンデンサ電圧が $\pm 20\%$ ずれた場合に 11.6% であり，こういった非論理高調波が少なくなるように制御によって電圧バランスを保つ必要がある。

3 レベルインバータの PWM 制御では，図 2 に示すように，出力電圧は 180 度毎に上のコンデンサ E_P と下のコンデンサ E_N の電圧を交互に使用する。電流 i を $i = I \sin(\theta + \varphi)$ とすると，上下のコンデンサに流入するエネルギーは下記のようになる。

$$P_{dP} = aE_P \sin \theta * i$$

$$= aE_P I \sin \theta \sin(\theta + \varphi) \dots \dots \dots (12)$$

$$P_{dN} = a(-E_N) \sin \theta * (-i)$$

$$= aE_N I \sin \theta \sin(\theta + \varphi) \dots \dots \dots (13)$$

(12) 式，(13) 式は直流側への流入電力を示し，P 側，N 側ともに電力の方向は同じである。端子からの電流の流入を図示すると，図 6 のように半周期で振動する電力成分となる。単相インバータの場合は，B 相端子からも 180 度位相ずれて電力が流入するため，2 次調波成分となる。三相インバータの場合は，120 度ずれた成分が流入するため，3 次の周波数として流入する。

A 端子と B 端子の線間電圧とスイッチング状態を示すと図 7 となる。プラスマイナスの最大値および 0 電圧は一つのスイッチング状態しか存在しないが，中間電圧を出力す

図7 スイッチング状態と線間電圧
Fig. 7. Relation of switching states and V_{ab} .

図8 コンデンサ電圧制御ブロック
Fig. 8. Control block of dc voltage balance.

るスイッチング状態は2つ存在する。スイッチング状態 PO を取る場合には線間電圧は E_P となる。ON を取る場合には線間電圧は E_N となる。コンデンサ電圧を制御するには、中間電圧スイッチング状態 PO, ON または, OP, NO を出力する期間をコンデンサ電圧差と瞬時電流方向に応じて制御すれば良い。制御ブロックは図8のようになる。制御係数 α は上下コンデンサ電圧差に応じて電圧 PO または ON, 電圧 OP または NO を選択する比率差を表す。従って, α は $+1 \sim -1$ の間の値を取る。中間電圧スイッチング状態を電流の方向に応じて適切に選択するために電流の符号を入力する制御ロジックを加え, 電流の方向が反転すれば, 選択する中間電圧スイッチング状態を変更できるようにしている。コンデンサバランス制御を入れた場合の直流コンデンサに流入するエネルギーは,

$$\begin{aligned} P_{dP} &= (1 + \alpha) \cdot aE_P \sin \theta * i_a \\ &= aE_P I \sin \theta \sin(\theta + \varphi) \\ &\quad + \alpha \cdot aE_P I \sin \theta \sin(\theta + \varphi) \dots \dots \dots (14) \end{aligned}$$

図9 コンデンサ電圧バランス制御ゲインの力率依存性

Fig. 9. Dependence of balance control gain on power factor.

$$\begin{aligned} P_{dN} &= (1 - \alpha) \cdot aE_N \sin \theta * i_a \\ &= aE_N I \sin \theta \sin(\theta + \varphi) \\ &\quad - \alpha \cdot aE_N I \sin \theta \sin(\theta + \varphi) \dots \dots \dots (15) \end{aligned}$$

となる。

(14) 式, (15) 式の第2項はP側とN側の電力が異なり, 変数 α によってP側の直流コンデンサを充電し, N側を放電, またはその逆の制御が可能である。この第2項の電力をバランス制御電力と呼ぶことにする。バランス制御電力(バランス制御ゲイン)は電流値に比例する。無負荷(電流=0)の場合, コンデンサバランス制御は困難になる。また, 力率によってもバランス制御電力が変化する。図9は中間電圧を出力するPWM期間の電流の絶対値を1周期積分して, 力率によってバランス制御電力(ゲイン)が相対的にどのように変化するかを示したものである。力率によって中間電圧スイッチング状態を取る期間の長さとそのときの電流の大きさが変わるためバランス制御に適用できる電力が変化する。力率1の場合と比べて, 力率0(無効電力制御)の場合はバランス制御ゲインが64%程度に低下する。力率が0でもコンデンサ電圧バランス制御が可能なのは, 瞬時電流の方向によって変数 α の極性を切り替えて選択する中間電圧スイッチング状態を変更できるようにしているからである。

バランス制御パラメータで電圧指令を加減算する方式が従来からあるが, 本方式のようにパラメータを電圧指令に掛け算すると(14)式, (15)式のような解析が可能となり制御の見通しが良くなる。

電圧指令の大きさと電流および力率を決めると, α によって上下コンデンサに流入する電力が求まる。この電力でコンデンサを充放電するため, コンデンサ電圧バランス制御の応答が決まる。この制御方式によってコンデンサ電圧バランス制御応答を30 rad/sに設計した場合の電圧応答波形を図10に示す。単相インバータであるため, 直流電圧は2次調波で振動する。図10の E_{PAV} , E_{NAV} は制御特性を見易くするため, 2次調波成分を移動平均フィルタでフィルタリングした波形を示している。 E_{PAV} , E_{NAV} は $\pm 2.5\%$ ず

図 10 コンデンサ電圧バランス制御特性

Fig. 10. Simulation results of capacitor voltage balance control.

れている状態 ($\Delta E_{dc} = -0.05$) でコンデンサ電圧バランス制御を ON にすると、電圧差 ΔE_{dc} は 1% 以下に制御されることがわかる。

3. 3 レベルインバータを用いた単相 STATCOM, BTB の特性

3.1 STATCOM の特性 図 11 に 3 レベルインバータを用いた、単相 STATCOM の回路構成と制御ブロックを示す。単相インバータは原理上直流側電力が 2 次周波数で振動するため、コンデンサ電圧に 2 次調波が重畳される。2 次で振動している直流電圧を用いて、正弦波 PWM 変調を行うと、交流側に 3 次調波を出力するため、直流電圧を検出して直流電圧リップルをキャンセルするように電圧指令を制御した。

図 12 に表 2 の定数を用いた STATCOM における、無効電力を $\pm 100\%$ に変化させたときの電圧、電流波形示す。コンデンサバランス制御により、電圧 E_p , E_N はほぼ同一に制御されている。無効電力の過渡特性も良好である。

また、図 13 は STATCOM が電圧安定化に必要とされる系統事故が発生した場合の各部の特性である。直流電圧変

図 11 STATCOM の制御ブロック図

Fig. 11. STATCOM control block.

図 12 STATCOM の無効電力制御シミュレーション結果

Fig. 12. Reactive power control performance analysis of STATCOM.

表 2 STATCOM の定数例

Table 2. An example of STATCOM analysis constants.

Capacity	10MVA
ac Voltage	3kV
Rated Current	3.3kA
dc Voltage	6.0kV
dc Capacitor	14400 μ F

動も 12% 程度に抑えられ、コンデンサバランスも定常状態とあまり変わらない特性となっており、3 レベルインバータが電力系統の制御に適用可能であることを示している。

図 13 STATCOM の系統事故過渡特性シミュレーション結果
Fig. 13. Transient analysis of STATCOM.

図 14 BTB の制御ブロック図
Fig. 14. BTB control block.

3・2 BTB の特性 図 14 に 3 レベルインバータを用いた、単相 BTB の回路構成と制御ブロック図を示す。

電力制御は双方のインバータに同一であるが極性の異なる指令を出す。直流電圧制御は双方のインバータが分担して制御し、直流電圧の変動を抑制するようになっている。無効電力制御は 1 側と 2 側で独立に制御可能であり、必要であれば交流電圧制御を追加して系統電圧の変動を抑制できる。

図 15 は表 3 の定数を用いた BTB における、有効電力の反転制御特性シミュレーション結果である。制御指令に従い、電流位相が反転し、有効電力が良好に制御されている。

図 15 BTB の有効電力制御特性シミュレーション結果
Fig. 15. Active power control of BTB.

表 3 BTB の定数例

Table 3. An example of BTB analysis constants.

Capacity	10MW
ac Voltage	3kV
Rated Current	3.3kA
dc Voltage	6.0kV
dc Capacitor	28800 μ F

直流コンデンサ電圧は 2 次の振動成分はあるが、潮流反転時に電圧変動は見られない。また、図 16 は系統事故時の過渡特性シミュレーション結果である。1 側の電圧が 30% に低下した場合の特性例で、直流電圧の変動も 10% 程度に抑えられており、良好に電力制御が継続できている。

電力指令変更時、系統事故時とともに直流コンデンサ電圧 E_P 、 E_N は重なっており、コンデンサバランスは特に大きな変動はなく、3 レベルインバータが BTB に適用可能であることを示している。

図 16 BTB の系統事故時過渡特性シミュレーション結果

Fig. 16. Transient analysis of BTB.

4. あとがき

本論文は、高調波低減と大容量化に優れた 3 レベルインバータの電力系統制御への適用を検討し、以下のことを明らかにした。

- (1) 3 レベルインバータのコンデンサ電圧アンバランス時の高調波特性を解析し、電圧アンバランス時に偶数次高調波が発生すること、単相 3 レベルインバータでは低次偶数調波はキャンセルされて出力されないことを示した。
- (2) 瞬時電流方向検出によるコンデンサ電圧バランス制御制御方式を示した。
- (3) 単相 3 レベルインバータを STATCOM, BTB へ適用した場合の制御方式を示し、無効電力、有効電力制御特性、系統事故時の運転特性についてシミュレーション解析を行った。その結果、3 レベルインバータ特有のコンデンサ電圧バランスも系統事故時にも変動することなく、良好な制御特性が得られた。

単相交流電力は、交流電車への給電等へ適用されており、本インバータの配電電圧の変動抑制や、単相き電間電力融通等への応用が期待される。

(平成 15 年 9 月 8 日受付, 平成 16 年 8 月 23 日再受付)

文 献

- (1) T. Kawabata, M. Koyama, S. Tamai, T. Fujii, and R. Uchida: "A New PWM Method of a Three-Level Inverter Considering Minimum Pulse Width and Neutral Voltage Balance Control", *T. IEE Japan*, Vol.113-D, No.7, pp.865–873 (1993-7) (in Japanese)
川畑隆夫・小山正人・玉井伸三・藤井俊行・打田良平:「GTO の最小パルス幅の影響と中性点電圧制御を考慮した 3 レベルインバータの変調法」, 電学論 D, **113**, 7, pp.865–873 (1993-7)
- (2) J.K. Steinke: "Switching Frequency Optimal PWM Control of a Three-Level Inverter", *IEEE Trans. On Power Electronics*, Vol.7, No.3, pp.487–496 (1992-7)
- (3) S. Ogasawara, T. Sawada, and H. Akagi: "Analysis of the Neutral Point Potential Variation of Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverters", *T. IEE Japan*, Vol.113-D, No.1, pp.41–48 (1993-7) (in Japanese)
小笠原悟司・沢田 直・赤木泰文:「中性点クランプ電圧形 PWM インバータの中性点電位変動の解析」, 電学論 D, **113**, 1, pp.41–48 (1993-7)
- (4) S. Ogasawara, T. Sawada, K. Abe, and H. Akagi: "A Vector Control System Using a Neutral-Point-Clamped Voltage Source PWM Inverter", *T. IEE Japan*, Vol.111-D, No.11, pp.930–936 (1991-11) (in Japanese)
小笠原悟司・沢田 直・阿部慶一・赤木泰文:「中性点クランプ電圧形 PWM インバータを用いたベクトル制御システム」, 電学論 D, **111**, 11, pp.930–936 (1991-11)
- (5) S. Tamai and H. Yamamoto: "Power Conversion Technology Applications for Power Systems", *T. IEE Japan*, Vol.121-D, No.3, pp.296–301 (2001-3) (in Japanese)
玉井伸三・山本 肇:「電力変換技術の電力システムへの応用」, 電学論 D, **113**, 1, pp.41–48 (1993-1)
- (6) K. Taniguchi and H. Irie: "A Modulating Signal for Three-Phase Sinusoidal PWM Inverter", *T. IEE Japan*, Vol.105-B, No.10, pp.76–82 (1985-10) (in Japanese)
谷口勝則・入江寿一:「三相正弦波 PWM インバータのための変調信号」, 電学論 B, **105**, 10, pp.76–82 (1985-10)
- (7) B. Velaerts, P. Mathys, E. Tatakis, and G. Bingen: "A Novel Approach to the Generation and Optimization of Three-Level PWM Wave Forms", *Proc. Of IEEE/PESC'88*, pp.1255–1262 (1988-4)

玉井伸三 (正員) 1958 年 7 月 29 日生。1983 年 3 月東京工業大学修士課程電気電子工学専攻修了。2004 年 3 月東京工業大学博士課程電気電子工学専攻修了。工学博士。1983 年 4 月三菱電機(株)入社。同社先端技術総合研究所にて、インバータによる電動機制御、電力系統用パワーエレクトロニクス機器の開発に従事。1989 年電気学会論文賞受賞。IEEE 会員。

赤木泰文 (正員) 1951 年 8 月 19 日生。79 年 3 月東京工業大学大学院博士課程電気工学専攻修了。工学博士。長岡技術科学大学助手・助教授、岡山大学教授を経て、2000 年 1 月東京工業大学教授。パワーエレクトロニクスの研究に従事。電気学会論文賞を 3 回、IEEE Transactions Prize Paper Award を 3 回、IEEE Conference Prize Award を 9 回受賞。96 年 IEEE Fellow。98 年 IEEE IAS/PELS Distinguished Lecturer。2001 年 IEEE William E. Newell Power Electronics Award。